

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-25824

(P2002-25824A)

(43) 公開日 平成14年1月25日 (2002.1.25)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード\* (参考)

H 0 1 F 17/00

H 0 1 F 17/00

B 5 E 0 7 0

17/04

17/04

F

30/00

31/00

A

K

M

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 14 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願2000-210099(P2000-210099)

(22) 出願日

平成12年7月11日 (2000.7.11)

(71) 出願人 396020800

科学技術振興事業団

埼玉県川口市本町4丁目1番8号

(71) 出願人 591074736

宮城県

宮城県仙台市青葉区本町3丁目8番1号

(72) 発明者 高田 健一

宮城県仙台市宮城野区東仙台6-17-2-403

(72) 発明者 三寺 正雄

宮城県仙台市青葉区▲吉▼成1-24-39

(74) 代理人 100089635

弁理士 清水 守

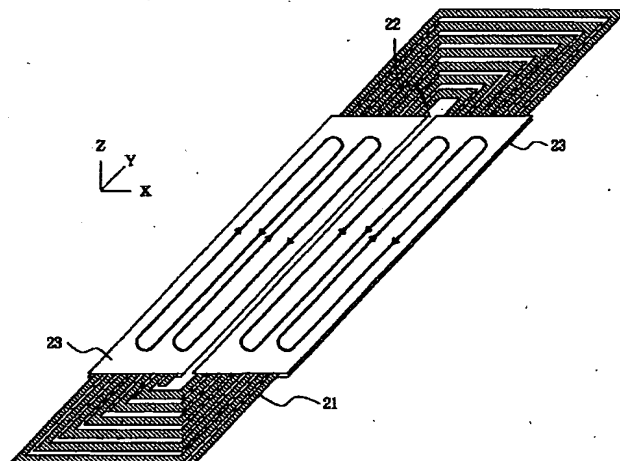
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 平面型磁気素子及びその装置

(57) 【要約】

【課題】 高周波損失が小さく、性能指数Qが大きい平面型磁気素子及びその装置を提供する。

【解決手段】 平面型磁気素子において、長方形スパイラル状導体21と、この長方形スパイラル状導体21の長辺の導体ライン上下に絶縁体22を介して配置した磁性体23とを有し、前記導体ライン長辺の上下の磁性体23と、前記導体ラインに対向する他の長辺の上下の磁性体23とが互いに電氣的に絶縁されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 長方形スパイラル状導体と、該長方形スパイラル状導体の長辺の導体ライン上下に絶縁体を介して配置した磁性体とを有し、前記導体ライン長辺の上下の磁性体と、前記導体ラインに対向する他の長辺の上下の磁性体とが互いに電氣的に絶縁されていることを特徴とする平面型磁気素子。

$$\sum_i l_i \geq l_0 / 2$$

式 (1) において、 $l_i$  は長手方向に分割された磁性体の長さ、 $\sum_i l_i$  はその和、 $l_0$  は長手方向に分割していないときの磁性体の長さを表す。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 記載の平面型磁気素子において、前記長方形スパイラル状導体の上下に絶縁体を介して配置した磁性体が、前記導体の長手方向に垂直な幅方向の内辺部および外辺部で接続されていることを特徴とする平面型磁気素子。

【請求項 4】 請求項 1、2 又は 3 記載の特徴を具備する平面型インダクタ。

【請求項 5】 請求項 1、2 又は 3 記載の特徴を具備する平面型トランス。

【請求項 6】 請求項 1 記載の平面型磁気素子、請求項 4 又は 5 記載の平面型インダクタもしくは平面型トランスと、半導体回路と、半導体パワー素子とからなることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 7】 請求項 1 記載の平面型磁気素子、請求項 4 または 5 記載の平面型インダクタもしくは平面型トランスと、半導体回路と、半導体パワー素子と、コンデンサとからなることを特徴とするスイッチング電源装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、平面型に作製される磁気素子、特に、平面型（薄膜）インダクタおよび平面型（薄膜）トランスに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 スwitching電源用の電気回路素子として使用される磁気素子、特にインダクタ、トランスの小型化、薄型化への要求が高まっており、これを実現する有効な方策の一つに平面型の磁気素子が挙げられる。

【0003】 この平面型磁気素子の一般的な構造を平面型インダクタを例にとりて説明すると、図 18 及び図 19 に示すように、スパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）10 は、電流 11 が供給される平面型スパイラルコイル 12 の上下に絶縁体 13 を介して磁性体 14 を積層したものが知られている（例えば、特開平 4-363006 号公報）。

【0004】 また、スイッチング電源の小型化、薄型化の動向に関しては、「日経エレクトロニクス 1998. 12. 14 (no. 732)」pp133~144 に詳細に開示されている。

## 【0005】

【請求項 2】 請求項 1 記載の平面型磁気素子において、前記互いに絶縁して配置された 1 以上の磁性体が前記長方形スパイラル状導体の長手方向に 2 以上の部分に分割され、かつ、前記 2 以上の部分に分割された隣り合う磁性体の長さの和が式 (1) を満たし、かつ、前記 2 以上の部分に分割された磁性体が電氣的に互いに絶縁されていることを特徴とする平面型磁気素子。

… (1)

【発明が解決しようとする課題】 上記したように、平面型スパイラルインダクタは、上下磁性体を磁束が通ることにより、閉磁路的な効率よい励磁が可能であるため小型化に適するが、MHz 以上の高周波領域では高周波損失が大きいために、抵抗成分が大きく、エネルギーロスを小さくすることが難しい。この高周波損失を低減することが、平面型スパイラル型インダクタを MHz 以上の高周波領域で実用化する必要条件である。この高周波損失の発生の主因として、磁性体に発生する渦電流による損失、および、コイル導体を垂直に鎖交する上下磁性体の渡り磁束により、コイル導体に発生する渦電流による損失が挙げられる。

【0006】 上記の磁性体に渦電流が発生する原因は、電気学会マグネティクス研究会資料 MAG-96-2 (pp9~17) に示されるように、磁性体を z 方向に通過する磁束の時間変化により発生する磁性体面内の渦電流であり、電力損失の小さい平面型スパイラルインダクタおよびトランスの実現には、磁性体面内の渦電流の低減が必須、かつ、有効である。

【0007】 磁性体面内の渦電流を低減する方策には、特開平 3-268410 号公報、特開平 3-276604 号公報、特開平 2-275606 号公報、東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究会「H11-B01 マイクロ磁気システムの研究」工学研究会スピニクス研究会合同研究会資料 (00-1-9、MS-6-9)、及び上記した電気学会マグネティクス研究会資料 MAG-96-2 (pp9~17) に示されるように、磁性体を分割する方法が提示されているが、その分割方法については必ずしも明確ではなく、効果的とはいえない。

【0008】 そこで、本発明においては、スパイラル状の平面型コイルの上下に磁性体が配置された磁気素子、特に平面型（薄膜）インダクタおよび平面型（薄膜）トランスに関して、その磁性体に発生する渦電流を効果的に低減する磁性体の分割方法を提供し、高周波損失の小さい磁気素子、特に、平面型（薄膜）インダクタおよび平面型（薄膜）トランスを提供することを第 1 の目的としている。

【0009】 次に、コイル導体に高周波損失が発生する原因は、特開平 11-40438 号公報に示されるように、コイル導体を垂直に鎖交する上下磁性体の渡り磁束により発生するコイル内の渦電流である。この損失を低減する方法には、特開平 11-40438 号公報に示さ

10

20

30

40

50

れるように、コイル導体の幅を鎖交する渡り磁束に応じて変える方法あるいは、特開平 9-134820 号公報に示されるような、コイル導体を複数の導体ラインに分割する方法がある。

【0010】しかし、コイル導体の幅を鎖交する渡り磁束に応じて変える方法では、コイル全体の直流抵抗が大きくなるという問題がある。また、コイル導体を複数の導体ラインに分割する方法では、コイルの有効断面積が小さくなるため、コイルの直流抵抗が大きくなるという問題がある。

【0011】そこで、本発明においては、スパイラル状の平面型コイルの上下に磁性体が配置された磁気素子、特に平面型（薄膜）インダクタおよび平面型（薄膜）トランスに関して、その直流抵抗を増加することなく、導体ラインに発生する高周波損失を効果的に低減する素子を提供し、高周波損失の小さい磁気素子、特に、平面型（薄膜）インダクタおよび平面型（薄膜）トランスを提供することを第 2 の目的としている。

$$\sum_i l_i \geq l_0 / 2$$

この式（1）において、 $l_i$  は長手方向に分割された磁性体の長さ、 $\sum_i l_i$  はその和、 $l_0$  は長手方向に分割していないときの磁性体の長さを表す。

【0015】〔3〕上記〔1〕又は〔2〕記載の平面型磁気素子において、前記長方形スパイラル状導体の上下に絶縁体を介して配置した磁性体が、前記導体の長手方向に垂直な幅方向の内辺部および外辺部で接続されていることを特徴とする。

【0016】〔4〕上記〔1〕、〔2〕又は〔3〕記載の特徴を有する平面型インダクタ。

【0017】〔5〕上記〔1〕、〔2〕又は〔3〕記載の特徴を有する平面型トランス。

【0018】〔6〕上記〔1〕記載の平面型磁気素子、上記〔4〕又は〔5〕記載の平面型インダクタもしくは平面型トランスと、半導体回路と、半導体パワー素子とからなることを特徴とするスイッチング電源装置。

【0019】〔7〕上記〔1〕記載の平面型磁気素子、上記〔4〕又は〔5〕記載の平面型インダクタもしくは平面型トランスと、半導体回路と、半導体パワー素子と、コンデンサとからなることを特徴とするスイッチング電源装置。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について説明する。

【0021】本発明の具体的構成を示す前に、本発明に

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、

〔1〕平面型磁気素子において、長方形スパイラル状導体と、この長方形スパイラル状導体の長辺の導体ライン上下に絶縁体を介して配置した磁性体とを有し、前記導体ライン長辺の上下の磁性体と、前記導体ラインに対向する他の長辺の上下の磁性体とが互いに電氣的に絶縁されていることを特徴とする。

10 【0013】〔2〕上記〔1〕記載の平面型磁気素子において、前記互いに絶縁して配置された 1 以上の磁性体が前記長方形スパイラル状導体の長手方向に 2 以上の部分に分割され、かつ前記 2 以上の部分に分割された隣り合う磁性体の長さの和が式（1）を満たし、かつ、前記 2 以上の部分に分割された磁性体が電氣的に互いに絶縁されていることを特徴とする。

【0014】

... (1)

20 至るまでの解析について説明する。

【0022】図 18 は従来の技術で述べたこの解析に用いたスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の斜視図、図 19 はそのスパイラル状平面型磁気素子における磁束の流れを示す断面図、図 20 はその面内磁束成分により発生する渦電流概念図、図 21 はその垂直磁束成分により発生する渦電流概念図である。

【0023】図 19 に示すように、スパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）のコイル 12 に通電することにより磁性体 14 には磁束 15 が発生し、磁性体 14 に発生する渦電流は、この磁束密度分布の時間変化に由来するものである。さらに、この渦電流の発生原因は、図 20 に示すように磁束の磁性体面内成分 16 による渦電流と、図 21 に示すように磁束の垂直成分 17 に起因する渦電流との 2 つに分けることができることがわかっているが、その主因は必ずしも明らかでない。

【0024】磁性体の渦電流を低減するには、その原因を特定することが重要と思われる。そこで、磁性体に発生する渦電流の方向を把握するため、有限要素法を用いた電磁場解析を行った。計算に使用したモデルは、図 22 に示す平面型磁気素子（インダクタ）10 である。電磁場解析に使用したパラメータは、表 1 の通りである。

【0025】

【表 1】

|              |  |
|--------------|--|
| コイルパラメータ     |  |
| 電気伝導率        | $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ 1/ohm/m}$ |
| コイル形状        | スパイラル                                      |
| コイル巻数        | 8  |
| 導体厚          | 10 $\mu\text{m}$                           |
| 磁性体パラメータ     |  |
| 電気伝導率        | $\sigma = 1.0 \times 10^8 \text{ 1/ohm/m}$ |
| 比透磁率         | 600  |
| 磁性体サイズ       | 5mm $\times$ 10mm                          |
| 磁性体厚         | 7.5 $\mu\text{m}$ $\times$ 上下2層            |
| 磁性体-コイル間ギャップ | 10 $\mu\text{m}$                           |
| 周波数          | 5MHz                                       |
| コイルの強制電流     | AC 1A <sub>rms</sub>                       |

【0026】電磁場解析の結果、磁性体に発生する渦電流は、図22に示すように、磁性体面内に発生していることが明らかとなった。すなわち、スパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）10においては、図21に示すような磁束の垂直成分17が支配的であることが明らかとなった。

$$\text{Maxwellの方程式 } \text{rot E} + \partial B / \partial t = 0 \quad \dots (2)$$

（EおよびBは、電場および磁束密度を表し、空間および時間を変数とする空間ベクトル量である）

磁性体に発生する渦電流は、磁性体をz方向に貫く磁束の時間変化に由来するので、その磁束分布を基に計算を行うことが肝要である。そこで、磁性体をz方向に貫く磁束の分布を、有限要素法を用いた電磁場解析により求めた。計算に使用したモデルは、図22に示す平面型磁気素子（インダクタ）である。電磁場解析に使用したパラメータは表1の通りである。

【0029】上磁性体の中心位置〔すなわち、図23

$$B_z(x) = B_{z0} \cdot (1 - 4|x|/w) \cdot \cos(\omega t) \quad \dots (3)$$

とする近似の元で計算した（ここで、 $\omega = 2\pi f$ 、wは磁性体幅、 $B_{z0}$ は $x=0$ での磁束密度z成分）。

【0031】また、図24に示す積分ルートCは、 $y=0$ 近傍（y方向端の影響を無視できる領域）にとることにより（すなわち、 $y=0$ 近傍では、磁性体が感ずる磁場ベクトルの方向はxz面内のみのため、これにより発生する電場はy方向成分のみ存在すると考えてよい）、電場のx方向成分Exがゼロおよび電場のy方向成分Ey

$$E_y(x) = B_{z0} \cdot (x - 2x^2/w) \cdot \omega \cdot \sin(\omega t)$$

$$(x > 0)$$

$$B_{z0} \cdot (-x - 2x^2/w) \cdot \omega \cdot \sin(\omega t)$$

$$(x < 0) \quad \dots (4)$$

が得られる。式(3)の電場分布を、計算モデルとしたインダクタ上に表すと、図25に示すようになることが分かる。この電場分布をみると、 $x < 0$ の領域と $x > 0$

【0027】この現象を、詳細にかつ一般的に把握するために、電磁場の基本方程式であるマクスウェル（Maxwell）の方程式に基づく計算を行うと以下になる。

【0028】

（a）に示すxz面（ $y=0$ ）の断面図の点線位置（磁性体厚み方向中心）でのz方向の磁束密度分布を計算した結果、z方向の磁束密度は図23（b）に示す振る舞いを示す結果を得た（ここで、 $y=0$ での分布のみを示したが、磁性体のy方向端部以外でも同様な振る舞いを示すのは明らかである）。

【0030】以下のMaxwellの方程式に基づく計算においては、コイル強制電流の周波数をfとし、z方向の磁束密度分布を図23（c）に示すように

yがxのみの関数とすることができる。

【0032】さて、式(2)をルートCで積分すると、

【0033】

【数1】

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \iint_S (\partial \mathbf{B} / \partial t) \cdot d\mathbf{s} = 0$$

【0034】（Sは積分ルートCが囲む面）となり、式(2)の磁束密度分布をもとに計算すると、

の領域で電場ベクトルの方向が逆であり、これらの電場により発生する電流が磁性体y方向端部でループを構成することができるために、図22に示すように渦電流が

発生していることが明らかとなった。

【0035】上記した解析を踏まえ、磁性体に発生する渦電流を低減し、デバイスの電力損失を少なくするには、 $x < 0$ の領域と $x > 0$ の領域とでそれぞれ発生する電流がループを構成しないようにすることが効果的な方法であることが分かった。

【0036】図1はかかる本発明の実施例を示す平面型磁気素子（インダクタ）の斜視図である。

【0037】磁性体の $x > 0$ と $x < 0$ の領域を電氣的に絶縁した構成の磁気素子、すなわち、図1に示すように、長方形スパイラル状導体21と、この長方形スパイラル状導体21の長辺の導体ライン上下に絶縁体22を介して配置した磁性体23とを有し、前記導体ライン長辺の上下に配置した磁性体23と、その導体ラインに対向する他の長辺の上下の磁性体とが互いに電氣的に絶縁されているように構成することが有効であることを見出した（請求項1に係る発明に対応）。

【0038】また、式（3）から、磁性体に発生する電場強度は電流周波数が大きいほど大きくなることが分かり、本発明の平面型磁気素子は周波数が高い領域（例えば、1MHz以上）で特に有効な効果を発揮する。

【0039】上記した磁性体の $x > 0$ と $x < 0$ の領域を電氣的に絶縁したデバイスにおいて、さらに渦電流を低減する方法および磁気素子について説明する。

【0040】磁性体の $x > 0$ と $x < 0$ の領域を電氣的に絶縁したデバイスにおいて、有限要素法を用いた電磁場解析を行い、渦電流の方向を解析した。その結果、発生する渦電流は、図1に示すように流れていることが明らかになった。

【0041】この結果を踏まえ、この渦電流の低減には渦電流のループを小さくすることが有効であることが分かる。そのためには、さらに、y方向の磁性体の分割（言い換えれば、x-z面での磁性体の分割）を施した平面型磁気素子が損失低減に効果的であることを見出した。

【0042】すなわち、前記互いに絶縁して配置された1以上の磁性体が長方形スパイラル状導体の長手方向に2以上の部分に分割され、かつ、前記2以上の部分に分割された磁性体が電氣的に互いに絶縁されていることを特徴とする（請求項2に係る発明に対応）が、渦電流の低減に効果的であることを見出した。但し、この分割は磁化の方向と平行なため、磁性体の磁化過程に悪影響がなくインダクタンスへの悪影響が小さいが、分割数が多くなれば磁性体間隔部分の占める体積が大きくなり、磁性体の体積が小さくなるためインダクタンスの減少が発生する。

【0043】このインダクタンスの減少の影響を見積もると、導体長手方向に磁性体分割をしない場合は、インダクタンス $L$ （分割なし） $= l_0 \cdot L_0$ である（こ

表し、 $L_0$ はy方向単位長さあたりのインダクタンスを表す）。磁性体を導体長手方向に分割した際は、インダクタンス $L$ （分割） $= \sum_i l_i \cdot L_0$ である（ここで、 $l_0$ は分割がないときの磁性体の長手方向の長さを表し、 $L_0$ はy方向単位長さあたりのインダクタンスを表し、 $l_i$ は長手方向に分割された磁性体の長さ、 $\sum_i l_i$ はその和を表す）。

【0044】以上より、磁性体を長手方向に分割した際にも、分割しない際に較べて $1/2$ 以上のインダクタンスを維持するためには、上記（1）が必要である。よって、以上をまとめると、「前記互いに絶縁して配置された1以上の磁性体が長方形スパイラル状導体の長手方向に2以上の部分に分割され、かつ、前記2以上の部分に分割された隣り合う磁性体の長さの和が式（1）を満たし、かつ、前記2以上の部分に分割された磁性体が電氣的に互いに絶縁されていることを特徴とすることになる（請求項2に係る発明に対応）。

【0045】上記式（1）において、 $l_i$ は長手方向に分割された磁性体の長さ、 $\sum_i l_i$ はその和、 $l_0$ は長手方向に分割していないときの磁性体の長さを表す、により効果的な渦電流の低減が可能であることを見出した。ここで、磁性体の長手方向の分割方法は上下の磁性体が対称である方が好ましいが、対称でなくても損失の低減には効果的である。さらに、分割幅は均一であっても不均一であっても同様に効果的である。

【0046】また、請求項1に係る発明の導体長辺上下の磁性体のすべての磁性体が分割されている方が好ましいが、少なくとも一つの磁性体が長手方向に分割されていれば損失の低減に効果的である。

【0047】上記発明のみでも、高周波損失の低減には非常に有効であるが、コイルに発生する高周波損失を低減し、さらに損失を低減するために以下の発明に到達した。前述したように、コイル導体に発生する高周波損失はコイル導体を垂直に鎖交する上下磁性体間の渡り磁束により発生するコイル内の電流が原因である。

【0048】すなわち、図19に示す磁束の垂直成分がコイル導体を貫くことによりコイル導体に渦電流が発生し電力損失が発生する。この原因を考慮した上で、本発明の、「平面に形成されたスパイラル状導体と、前記スパイラル状導体の上下に絶縁体を介して配置した磁性体とを有し、スパイラル状導体の上に配置した磁性体と下に配置した磁性体とを前記スパイラル状導体の外周部および内周部で磁氣的に接続した構成を有することを特徴とする平面型磁気素子」を提供することで前記課題を解決する。

【0049】ここで、導体の外周部および内周部での上下磁性体間距離が導体部分の上下磁性体間距離より小さければ磁氣的な接続に効果があり、特性にも効果がある。導体の外周部および内周部での上下磁性体間距離が導体部分の上下磁性体間距離の半分以下であればより効

10

20

30

40

50

果的であり、さらに好ましくは上下の磁性体は導体の外周部および内周部で物理的に密着していることが好ましい。

【0050】以下、実施例に基づき本発明を説明する。

【0051】図1に示すような積層型スパイラル型イン

ダクタについて、有限要素法による電磁場解析を行った結果を示す。以下の実施例で共通して解析に用いたパラメータを表2に示す。

【0052】

【表2】

| コイルパラメータ     |  |
|--------------|--|
| 電気伝導率        | $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ 1/ohm/m}$ |
| コイル形状        | スパイラル                                      |
| 導体厚          | $30 \mu\text{m}$                           |
| 磁性体パラメータ     |  |
| 電気伝導率        | $\sigma = 1.0 \times 10^6 \text{ 1/ohm/m}$ |
| 比透磁率         | 600  |
| 磁性体厚         | $7.5 \mu\text{m} \times \text{上下2層}$       |
| 磁性体-コイル間ギャップ | $10 \mu\text{m}$                           |
| 周波数          | 5MHz                                       |
| コイルの強制電流     | AC 1A <sub>rms</sub>                       |

【0053】〔実施例1〕電磁場解析を3次元モデルで行った。図2(a)から図2(e)に、解析に用いた平面型インダクタモデルの平面図を示す。これら図2

(a)から図2(e)の5種類の違いは、上下の磁性体の分割状態が異なることのみである。すなわち、平面型スパイラルコイル31上には絶縁体32を介して図2

(a)では、2分割された磁性体33、図2(b)では、4分割された磁性体34、図2(c)では、8分割された磁性体35、図2(d)では、20分割された磁性体36を備えている。なお、図2(e)には比較のため分割されていない磁性体37を有している。

【0054】コイルはターン数6の平面型スパイラル、その外寸は4.5mm×14.4mm、ライン幅/ライン間幅=316/20 $\mu\text{m}$ 、コイル厚=30 $\mu\text{m}$ であり、上下磁性体の外寸は5mm×10mmである。磁性体の分割部分の間隔は20 $\mu\text{m}$ である。内辺部および外辺部での上下の磁性体の接続は行っておらず、上下磁性体は平面の構造である。

【0055】解析結果を、表3に示す。

【0056】

【表3】

| 磁性体形状                    | (a)  | (b)  | (c)  | (d)  | (e)  |
|--------------------------|------|------|------|------|------|
| インダクタンス( $\mu\text{H}$ ) | 0.99 | 1.00 | 1.00 | 1.00 | 0.84 |
| 磁性体渦電流損失(W)              | 0.54 | 0.49 | 0.41 | 0.24 | 3.32 |

【0057】表3に示すように、 $x < 0$ の領域の磁性体と $x > 0$ の磁性体が分割されていない平面型インダクタ図2(e)に比較して、 $x < 0$ の領域の磁性体と $x > 0$ の磁性体が分割されている図2(a)の平面型インダクタにおける磁性体の渦電流損失がかなり低いことが分かる。さらに、y方向に分割した図2(b)、図2

(c)、図2(d)の平面型インダクタにおいては、さらに磁性体の渦電流損失の低減効果が顕著である。また、本発明に係る磁性体の分割によって、インダクタンスに悪影響はなく、むしろ渦電流の低減によってインダクタンスが大きくなる効果も得られる。

【0058】〔実施例2〕電磁場解析は3次元モデルで行った。図3(a)、図3(b)、図3(c)に、解析に用いた平面型インダクタモデルの平面図を示す。つまり、平面型スパイラルコイル41上には絶縁体42を介

して図3(a)では、2分割された磁性体43、図3(b)では、4分割された磁性体44を備えている。なお、図3(c)には比較のため分割されていない磁性体45を有している。

【0059】これら3種類の違いは、上下磁性体の分割状態が異なることのみである。

【0060】コイルはターン数8の平面型スパイラル、その外寸は1.8mm×6.6mm、ライン幅/ライン間幅=82/20 $\mu\text{m}$ 、コイル厚=30 $\mu\text{m}$ であり、上下磁性体の外寸は2mm×4.9mmである。

【0061】解析結果を表4に示す。

【0062】

【表4】

| 磁性体形状                     | (a)  | (b)  | (c)  |
|---------------------------|------|------|------|
| インダクタンス ( $\mu\text{H}$ ) | 1.22 | 1.20 | 1.11 |
| 磁性体渦電流損失 (W)              | 0.62 | 0.54 | 3.01 |

【0063】表4に示すように、 $x < 0$ の領域の磁性体と $x > 0$ の磁性体が分割されていない平面型インダクタ図3(c)に比較して、 $x < 0$ の領域の磁性体と $x > 0$ の磁性体が分割されている図3(b)の平面型インダクタにおける磁性体の渦電流損失がかなり低いことが分かる。 $y$ 方向に分割した図3(b)の平面型インダクタにおいては、さらに磁性体の渦電流損失の低減効果が顕著である。また、本発明に係る磁性体の分割によって、インダクタンスに悪影響はなく、むしろ渦電流の低減によってインダクタンスが大きくなる効果も得られる。

【0064】〔実施例3〕図4(a)にスパイラル状インダクタの断面図を示す。この断面をモデルとして有限要素法による電磁場シミュレーションを行い、磁束の分布を計算すると、図5の点線のグラフようになる(磁束の分布は左右対称であるから、ここでは左半分の分布のみ図に示した)。図4(a)において、51はスパイラル状インダクタ、52は絶縁体、53は閉じられた磁性体、図4(b)において、61はスパイラル状インダクタ、62は絶縁体、63は閉じられた磁性体である。また、図4(c)において、54は開放された磁性体、図4(d)において、64は開放された磁性体である。

| コイルパラメータ     |   |
|--------------|---|
| 電気伝導率        | $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ } 1/\text{ohm}/\text{m}$ |
| 導体厚          | $30 \mu\text{m}$  |
| 磁性体パラメータ     |   |
| 電気伝導率        | $\sigma = 1.0 \times 10^6 \text{ } 1/\text{ohm}/\text{m}$ |
| 比透磁率         | 600   |
| 磁性体厚         | $7.5 \mu\text{m} \times \text{上下2層}$                      |
| 磁性体-コイル間ギャップ | $10 \mu\text{m}$  |
| 周波数          | 5MHz  |
| コイルの強制電流     | AC 1A <sub>rms</sub>                                      |

【0069】図4(a)および図4(b)に相当する請求項3に係る発明の平面型インダクタの断面2次元形状をモデルとした有限要素法による電磁場シミュレーション

【0065】つまり、請求項3に係る発明のスパイラル状インダクタの断面図を図4(a)および図4(b)に示し、その磁束の分布を計算すると図5の実線のようになる。さらに、インダクタ厚み方向中心部での上下磁性体を渡る磁束密度 $B_z$ を図4(c)、図4(d)に示す構造および図4(a)および図4(b)に示す構造のインダクタについて計算した結果を図5に示す。

【0066】これらの結果からわかるように、図4

(a)および図4(b)に示すような磁性体が閉じられた構造を有する請求項3に係る発明のインダクタにおいては、導体ライン部分で鎖交する磁束をかなり小さくすることが可能で、そのために当該インダクタにおいて高周波損失を低減することが可能である。また、当該発明の磁気素子は、周波数が高いほど顕著な損失低減効果があり、本発明の磁気素子は周波数が高い領域(例えば1MHz以上)において特に効果が大きい。

【0067】図4(a)および図4(c)に示すようなスパイラル型インダクタの断面形状をモデルとした有限要素法による2次元電磁場解析を行った。解析に用いたパラメータを表5に表す。なお、解析結果に示す値は、磁性体の奥行き方向(すなわち、図4(c)および図4(a)のモデルの紙面に垂直方向)が10mmとした値を示す。

【0068】

【表5】

ンによる解析結果を示す。

【0070】

【表6】

| パラメータ                | (イ-a)       | (イ-b)      | (イ-c)       | (イ-d)         |
|----------------------|-------------|------------|-------------|---------------|
| 中心部導体間隔 ( $W_{1a}$ ) | 0.2 mm      | 0.2 mm     | 0.5 mm      | 0.5 mm        |
| 外周部間隔 ( $W_{0a}$ )   | 0.1 mm      | 0.1 mm     | 0.25mm      | 0.25mm        |
| 磁性体幅                 | 2 mm        | 2 mm       | 5 mm        | 5 mm          |
| 導体ライン幅               | 185 $\mu$ m | 83 $\mu$ m | 485 $\mu$ m | 232.5 $\mu$ m |
| 導体間距離                | 20 $\mu$ m  | 20 $\mu$ m | 20 $\mu$ m  | 20 $\mu$ m    |
| ターン数                 | 4           | 8          | 4           | 8             |
| 計算結果                 |             |            |             |               |
| インダクタンス ( $\mu$ H)   | 0.76        | 3.07       | 0.35        | 1.40          |
| コイル高周波損失 (W)         | 0.07        | 0.35       | 0.02        | 0.09          |

【0071】上記実施例の比較例〔図4(c)および図4(d)の断面構造を有する平面型インダクタに相当〕を以下に示す。

【0072】  
【表7】

| パラメータ                | (ロ-a)       | (ロ-b)      | (ロ-c)         | (ロ-d)         |
|----------------------|-------------|------------|---------------|---------------|
| 中心部導体間隔 ( $W_{1a}$ ) | 0.2 mm      | 0.2 mm     | 0.5 mm        | 0.5 mm        |
| 外周部間隔 ( $W_{0a}$ )   | 0.1 mm      | 0.1 mm     | 0.25mm        | 0.25mm        |
| 磁性体幅                 | 2 mm        | 2 mm       | 5 mm          | 5 mm          |
| 導体ライン幅               | 185 $\mu$ m | 83 $\mu$ m | 485 $\mu$ m   | 232.5 $\mu$ m |
| 導体間距離                | 20 $\mu$ m  | 20 $\mu$ m | 20 $\mu$ m    | 20 $\mu$ m    |
| ターン数                 | 4           | 8          | 4             | 8             |
| 計算結果                 |             |            |               |               |
| インダクタンス ( $\mu$ H)   | 0.37        | 1.53       | 0.29          | 1.18          |
| コイル高周波損失 (W)         | 0.68        | 3.19       | 0.14 $\Omega$ | 0.72 $\Omega$ |

【0073】上記比較例の(ロ-a)および(ロ-b)、(ロ-c)、(ロ-d)は、上記図4(a)および図4(b)で示した(イ-a)および(イ-b)、(イ-c)、(イ-d)と内外周部の磁性体の形状が異なるのみで、他のパラメータはそれぞれ同じである。

【0074】実施例に示す本発明のインダクタにおいては、どの構成においても、比較例に示す磁性体構成と比較して、コイル高周波抵抗の低減が明らかに見られ、本発明の有用性を確認できる。また、本発明のインダクタにおいては、比較例に示す磁性体構成のものに比べて磁路長が短くなるためにインダクタンスを大きくすることができるといふ効果も併せ持つことが実施例および比較例により確認できる。

【0075】〔実施例4〕図6(a)に解析に用いた平面型インダクタモデルの平面図、図6(b)および図6(c)にその断面図の2種類を示す。これらの違いは、上下の磁性体の接続状態が異なることのみである。コイルはターン数6の平面型スパイラル、その外寸は4.5 mm×14.4 mm、ライン幅/ライン間幅=316/20  $\mu$ m、コイル厚=30  $\mu$ mであり、上下磁性体の外寸は5 mm×10 mmである。磁性体の分割部分の間隔

30 は20  $\mu$ mである。ここで、図6(a)及び図6(b)において、71は平面型インダクタ、72は絶縁体、73は閉じられた磁性体、図6(c)において、74は開放された磁性体である。

【0076】解析結果をまとめたものを、表8に示す。

【0077】

【表8】

| 磁性体形状              | (a)  | (b)  |
|--------------------|------|------|
| インダクタンス ( $\mu$ H) | 1.21 | 0.99 |
| コイル高周波損失 (W)       | 0.08 | 0.31 |

【0078】表8に示すように、内周部および外周部で磁性体が接続されていない平面型インダクタ〔図6(c)〕に比べ、内周部および外周部で磁性体が接続されている平面型インダクタ〔図6(b)〕はコイル高周波損失が小さく好ましいことが分かる。また、平面型インダクタ図6(b)は図6(c)に比べ、インダクタンスを大きくすることができるといふ効果も併せ持つことが確認できる。

50 【0079】〔実施例5〕電磁場解析は3次元モデルで



行った。

【0080】図7(a)、図7(b)および図8

(a)、図8(b)に、解析に用いた平面型インダクタモデルの平面図と断面図を示す。図7(本発明に係る形状を有する平面型インダクタ)と図8(従来構造の平面型インダクタ)との違いは、上下の磁性体の分割状態および内辺部と外辺部での上下磁性体の結合が異なることのみである。コイルはターン数4の平面型スパイラル、その外寸は2.6mm×13.3mm、ライン幅/ライン間幅=175/30μm、コイル厚=30μmであ

10

|             | 本発明に係る平面インダクタ<br>(図7) | 従来構造の平面インダクタ<br>(図8) |
|-------------|-----------------------|----------------------|
| インダクタンス(μH) | 1.01                  | 0.65                 |
| 磁性体渦電流損失(W) | 0.72                  | 9.34                 |
| コイル高周波損失(W) | 0.18                  | 1.22                 |

【0083】表9に示すように、従来構造の平面型インダクタに比較して、本発明に係る平面型インダクタは磁性体の渦電流損失およびコイル高周波損失がかなり低く、さらにインダクタンスが大きいことが分かり、本発明に係る平面型インダクタの有効性が確認できる。

【0084】なお、本発明は、磁性体の形態が本発明の技術思想に沿ったものであれば、上記実施例に限定されることはない。具体的には、磁性体はスパッタリング等により成膜される磁性薄膜であっても良いし、平面型のフェライトであってもよいし、その他の方法で作製されるものであってもよい。また、実施例では、スパイラルコイルの相対する直線部のみの上下に磁性体を配置する構成をとったが、図9～図12に示すように、磁性体が略コイル全体を覆う構成であっても本発明は当然有効である。なお、これらの図9～図12は上側の磁性体を除いた状態を示している。

【0085】図9～図12において、91、94は平面型スパイラルコイル、92、95は2分割された磁性体、93、96は4分割された磁性体である。

【0086】また、本発明は、インダクタに限らず、トランス等の平面型磁気素子にも当然適用可能である。

【0087】図13は本発明の実施例を示す平面型トランスの平面図である。

【0088】この図において、101は1次巻線、102は2次巻線、103は絶縁体、104は磁性体である。

【0089】また、磁性体および導体ラインに発生する電場は強制電流の周波数 $f$ ( $\omega=2\pi f$ )に比例するため、本発明は、高い周波数(例えば1MHz以上)の周波数で使用する磁気素子に対して非常に有効である。

【0090】図14は本発明の実施例を示す平面型磁気素子、平面型インダクタもしくは平面型トランスと半導体回路と半導体パワー素子とコンデンサとからなるスイッチング電源装置(その1)の模式図、図15はそのス

り、上下磁性体の外寸は2.8mm×10mmである。図7の磁性体は長手方向に20分割され、磁性体の分割部分の間隔は30μmである。ここで、図7において、81は平面型インダクタ、82は絶縁体、83は閉じられた磁性体、図8において、84は開放された従来の磁性体である。

【0081】解析結果を、表9に示す。

【0082】

【表9】

イッチング電源装置の回路図である。

【0091】図14において、200は回路基板、201は平面型磁気素子搭載部、202はコントロールICからなる半導体回路搭載部、203はFETおよびダイオードの半導体パワー素子搭載部であり、図15において、211は平面型磁気素子、212はFET、213はダイオード、214はコントロールICからなる半導体回路、215は電源、216はコンデンサ、217は負荷である。

【0092】このように、上記した平面型磁気素子(平面型インダクタもしくは平面型トランス)211とコントロールICからなる半導体回路214と半導体パワー素子としてのFET212、ダイオード213からなる半導体パワー素子とからなるスイッチング電源用装置として用いることができ、その電源用装置の小型化を図ることができる。

【0093】図16は本発明の実施例を示す平面型磁気素子、平面型インダクタもしくは平面型トランスと半導体回路と半導体パワー素子とコンデンサとからなるスイッチング電源装置(その2)の模式図、図17はそのスイッチング電源装置の回路図である。

【0094】図16において、300は回路基板、301は平面型磁気素子搭載部、302はコントロールICからなる半導体回路搭載部、303はFETおよびダイオードの半導体パワー素子搭載部、304はコンデンサ搭載部であり、図17において、311は平面型磁気素子、312はFET、313はダイオード、314はコントロールICからなる半導体回路、315は電源、316はコンデンサ、317は負荷である。

【0095】このように、上記した平面型磁気素子(平面型インダクタもしくは平面型トランス)311とコントロールICからなる半導体回路314と半導体パワー素子としてのFET312、ダイオード313からなる半導体パワー素子とからなるスイッチング電源用装置と

20

30

40

50

して用いることができ、その電源用装置の小型化を図ることができる。

【0096】上記した装置は例に過ぎず、各種の変形が可能である。

【0097】なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づいて種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【0098】

【発明の効果】以上、説明したように、本発明によれば、以下のような効果を奏することができる。

【0099】MHz以上の周波数領域においても電力損失の少ない平面型磁気デバイス（特に、平面型インダクタ、平面型トランス）を提供することができ、携帯機器の更なる小型化のために、必須の高周波数化に対応できる小型磁気デバイスの実現に道を開くものである。例えば、MHz周波数領域で動作するスイッチング電源において、本発明の平面型磁気デバイスを使用することにより、従来にないスイッチング電源の小型化、薄型化および低損失化が実現でき、さらには、本発明の平面型磁気デバイスを半導体素子と一体化することによって、更なる小型化、薄型化および低損失化を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の斜視図である。

【図2】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の平面図（その1）である。

【図3】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の平面図（その2）である。

【図4】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の断面図である。

【図5】図4のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の解析結果を示す図である。

【図6】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その1）である。

【図7】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その2）である。

【図8】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図である。

【図9】本発明の他の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その1）である。

【図10】本発明の他の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その2）である。

【図11】本発明の他の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その3）である。

【図12】本発明の他の実施例を示すスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の構成図（その4）である。

【図13】本発明の実施例を示すスパイラル状平面型トランスの構成図である。

【図14】本発明の実施例を示す平面型磁気素子、平面型インダクタもしくは平面型トランスと半導体回路と半導体パワー素子とコンデンサとからなるスイッチング電源装置（その1）の模式図である。

【図15】図14におけるスイッチング電源装置の回路図である。

【図16】本発明の実施例を示す平面型磁気素子、平面型インダクタもしくは平面型トランスと半導体回路と半導体パワー素子とコンデンサとからなるスイッチング電源装置（その2）の模式図である。

【図17】図16におけるスイッチング電源装置の回路図である。

【図18】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の斜視図である。

【図19】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の断面図である。

【図20】スパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の面内磁束成分により発生する渦電流概念図である。

【図21】スパイラル型平面磁気素子（インダクタ）の垂直磁束成分により発生する渦電流概念図である。

【図22】解析を行った従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の斜視図である。

【図23】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の解析を示す図である。

【図24】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の磁性体の積分ルートを示す図である。

【図25】従来のスパイラル状平面型磁気素子（インダクタ）の磁性体の磁場ベクトル分布を示す図である。

【符号の説明】

- 21 長方形スパイラル状導体
- 22, 32, 42, 52, 62, 72, 82, 103 絶縁体
- 23, 104 磁性体
- 31, 41, 91, 94 平面型スパイラルコイル
- 33, 43, 92, 95 2分割された磁性体
- 34, 44, 93, 96 4分割された磁性体
- 35 8分割された磁性体
- 36 20分割された磁性体
- 51, 61 スパイラル状インダクタ
- 40 53, 63, 73, 83 閉じられた磁性体
- 54, 64, 74 開放された磁性体
- 71, 81 平面型インダクタ
- 101 1次巻線
- 102 2次巻線
- 200, 300 回路基板
- 201, 301 平面型磁気素子搭載部
- 202, 302 コントロールICからなる半導体回路搭載部
- 203, 303 FETおよびダイオードの半導体パワー素子搭載部

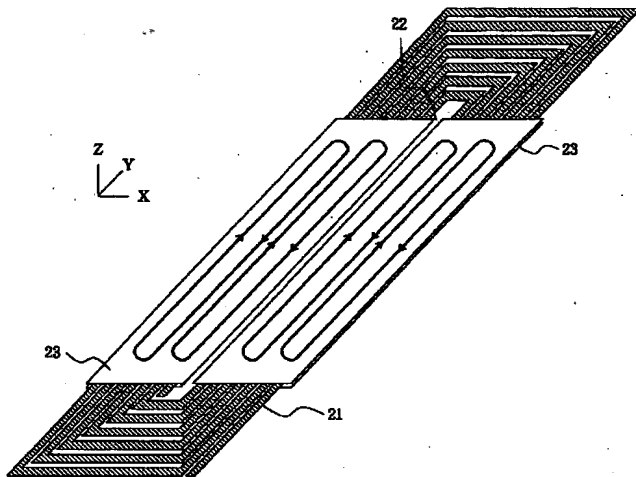
19

- 211, 311 平面型磁気素子  
 212, 312 FET  
 213, 313 ダイオード  
 214, 314 コントロールICからなる半導体回路

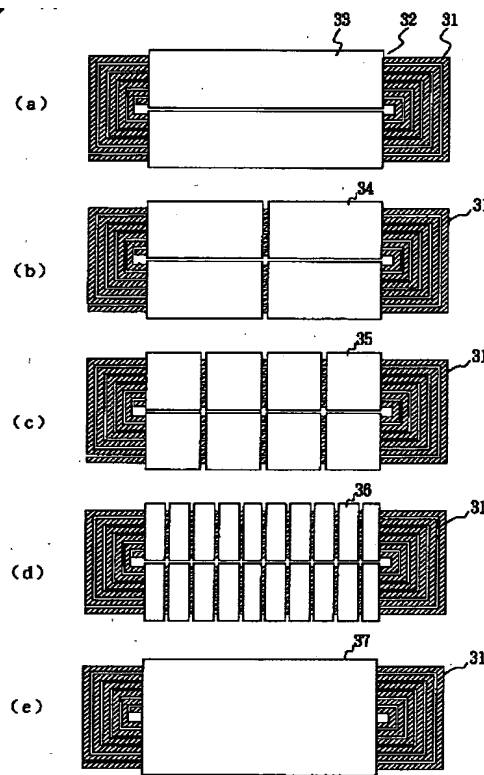
20

- 215, 315 電源  
 216, 316 コンデンサ  
 217, 317 負荷  
 304 コンデンサ搭載部

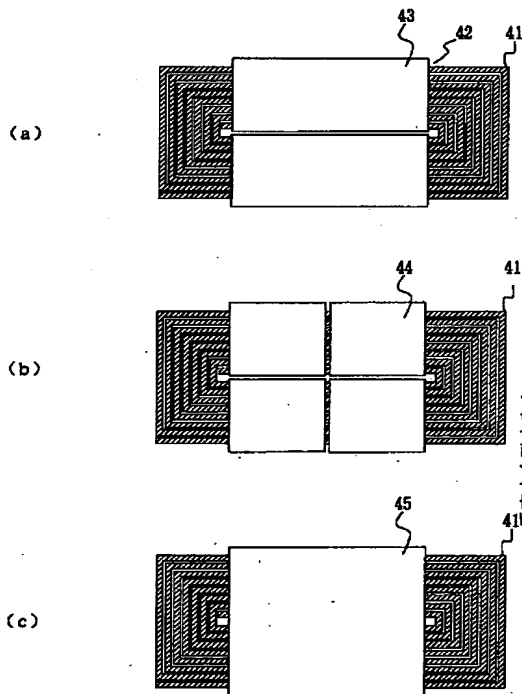
【図1】



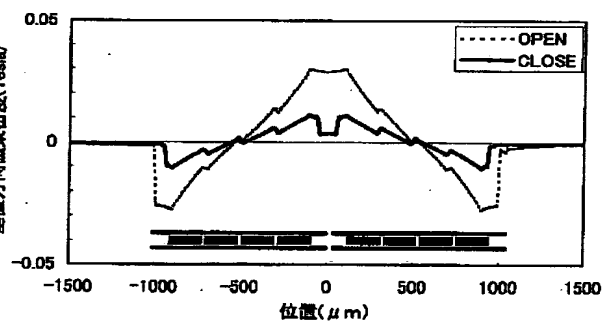
【図2】



【図3】

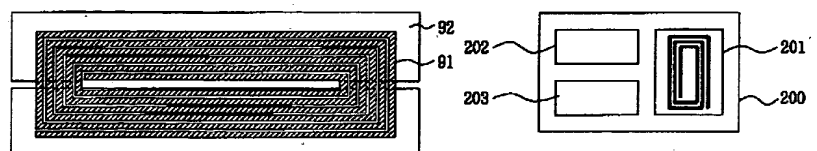


【図5】

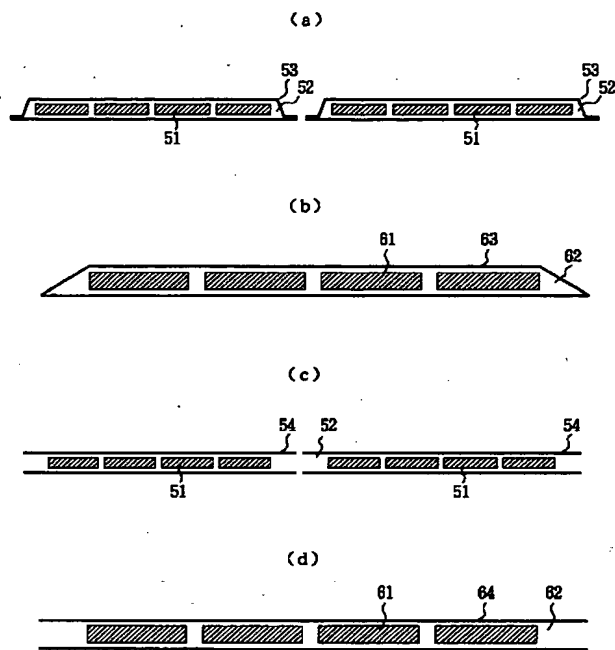


【図9】

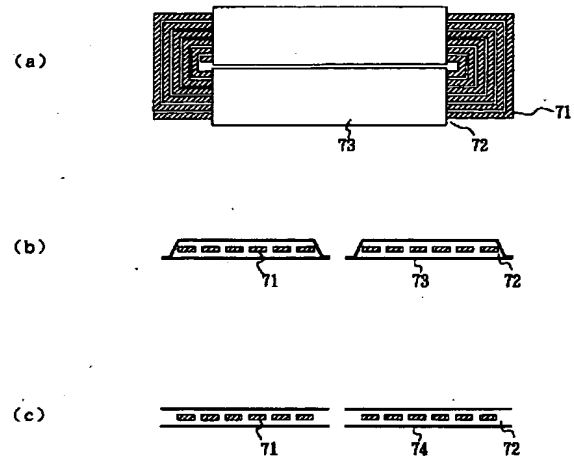
【図14】



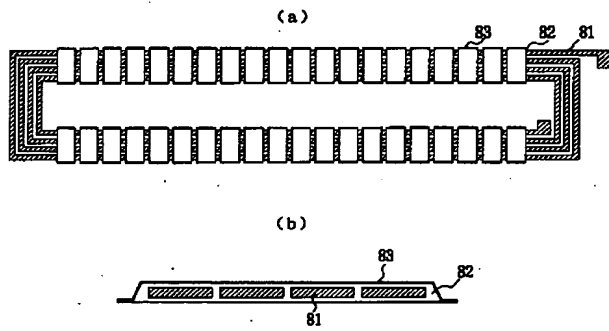
【図 4】



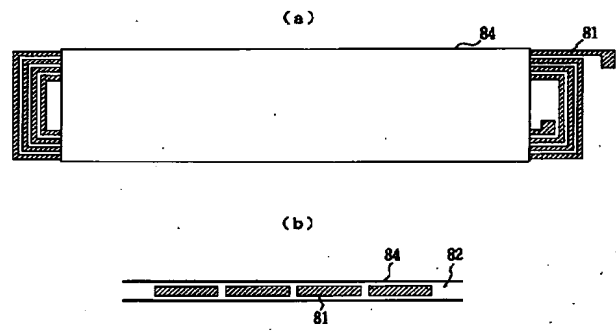
【図 6】



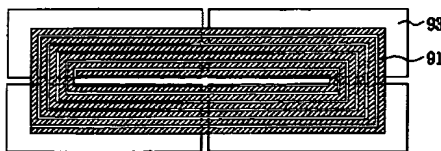
【図 7】



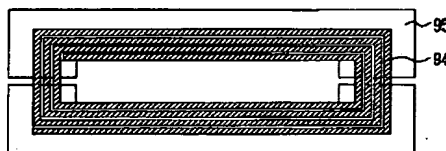
【図 8】



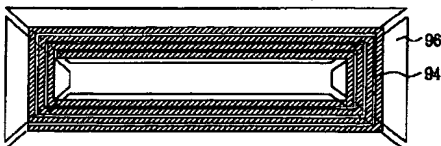
【図 10】



【図 11】



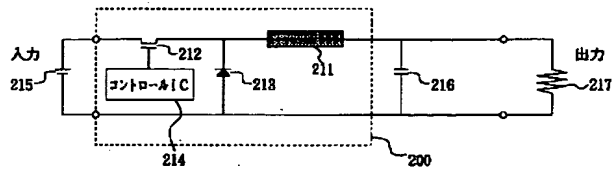
【図 12】



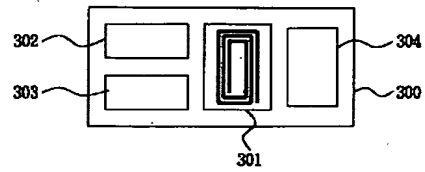
【図 13】



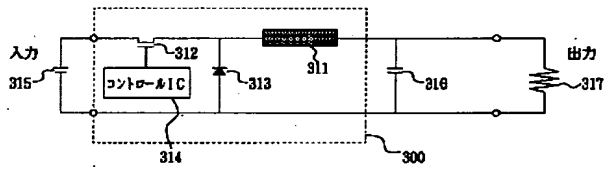
【図 15】



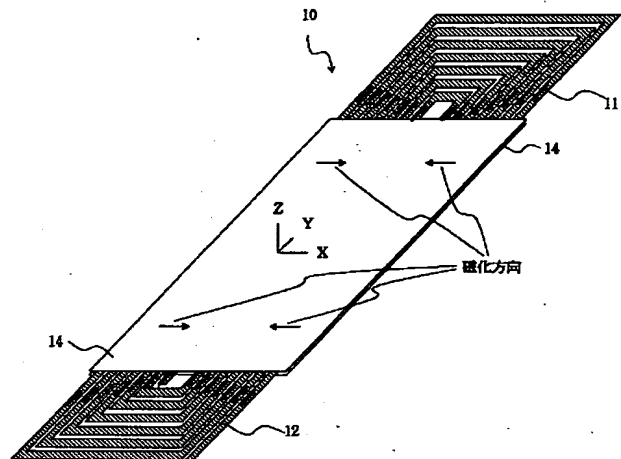
【図 16】



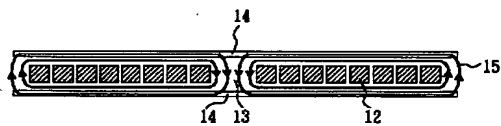
【図 17】



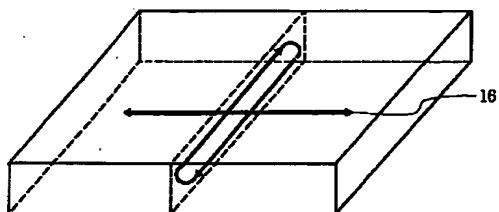
【図 18】



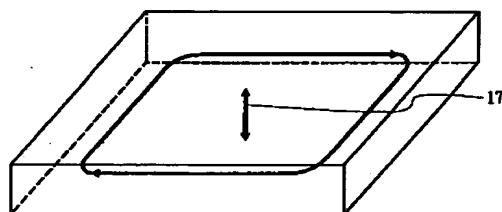
【図 19】



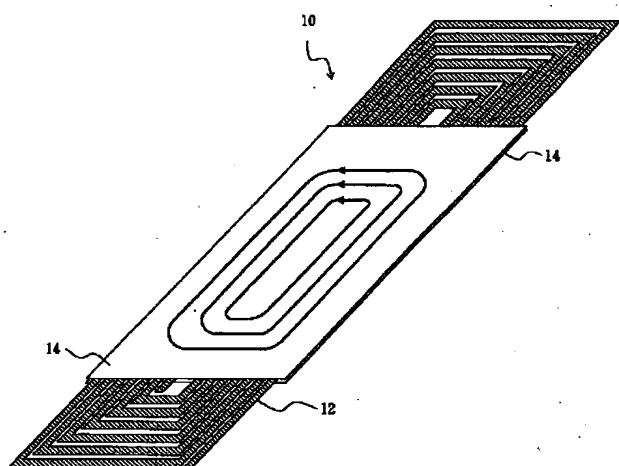
【図 20】



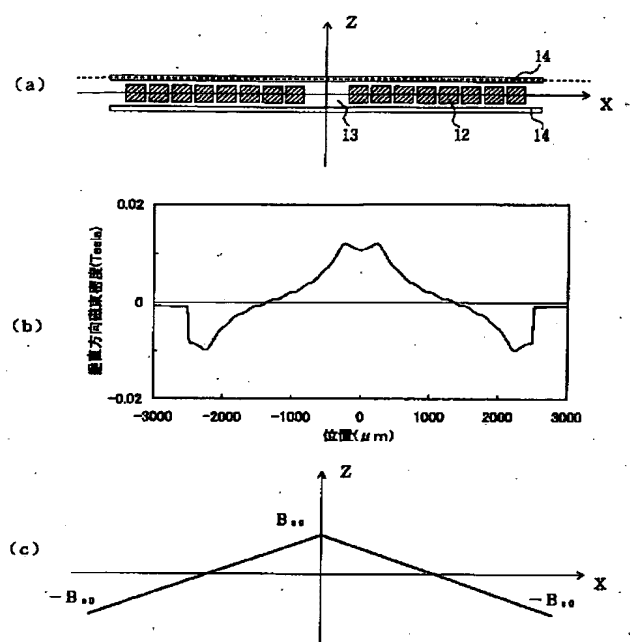
【図 21】



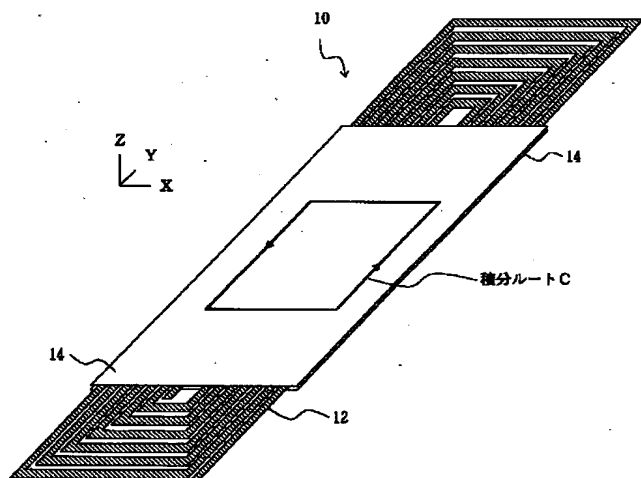
【図 22】



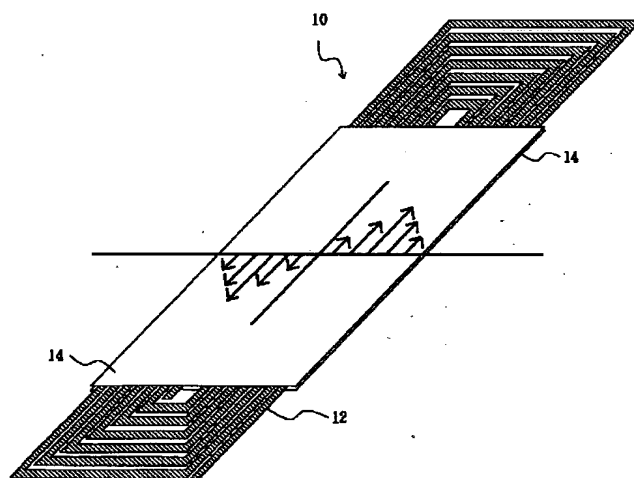
【図 23】



【図 24】



【図 25】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I  
H 0 1 F 31/00

テーマコード (参考)

D

Fターム (参考) 5E070 AA01 AA05 AA11 AB06 AB07  
BA11 CB02 CB11